

高等工科院校电子、信息类专业学习辅导书

微波技术基础 概念 题解与自测


尚洪臣 薛正辉 闫润卿 编

 北京理工大学出版社
BEIJING INSTITUTE OF TECHNOLOGY PRESS

微波技术基础

概念 题解与自测

尚洪臣 薛正辉 闫润卿 编

 北京理工大学出版社

BEIJING INSTITUTE OF TECHNOLOGY PRESS

版权专有 侵权必究

图书在版编目 (CIP) 数据

微波技术基础 概念 题解与自测/尚洪臣, 薛正辉, 闫润卿
编. —北京: 北京理工大学出版社, 2005.1

(高等工科院校电子信息类专业学习辅导书)

ISBN 7-5640-0369-3

I. 微… II. ①尚… ②薛… ③闫… III. 微波技术-高等学
校-解题 IV. TN015-44

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2004)第 100248 号

出版发行 / 北京理工大学出版社

社 址 / 北京市海淀区中关村南大街 5 号

邮 编 / 100081

电 话 / (010) 68914775 (办公室) 68944990 (发行部)

网 址 / [http:// www.bitpress.com.cn](http://www.bitpress.com.cn)

电子邮箱 / chiefedit@bitpress.com.cn

经 销 / 全国各地新华书店

印 刷 / 北京圣瑞伦印刷厂

开 本 / 787 毫米 × 1092 毫米 1/16

印 张 / 21.75

字 数 / 510 千字

版 次 / 2005 年 1 月第 1 版 2005 年 1 月第 1 次印刷

印 数 / 1~5500 册

责任校对 / 陈玉梅

定 价 / 33.00 元

责任印制 / 李绍英

图书出现印装质量问题, 本社负责调换

前 言

本书主要是为配合闫润卿主编的《微波技术基础》一书而编写的辅助教材，两者配套使用，相辅相成，以增强教学效果，提高教学质量。亦可单独使用，自成体系，具有相对的独立性。

本书不仅对《微波技术基础》一书的主要内容做了总结与归纳，对每章后的重要习题做了解答，还增补了一些内容与习题（包括历年来本科生、硕士生考试的典型试题和有关书籍中的部分习题），对课堂教学起到总结、深化、提高与扩展知识面的作用，亦利于学生的课后复习与应试。

本书还提供若干份考试试卷，作为学者自测、检验学习效果的“试金石”。

本书对于报考电磁场与微波技术专业的硕士研究生而言，是一本难得的重要资料；对于从事微波技术教学与科研的人员而言，亦是一本有益的参考资料。

因时间、水平所限，不足与错误之处在所难免，敬请读者批评指正。

谢谢

编 者

目 录

第一部分 概念、题解

第一章 传输线的基本理论	(1)
1-1 传输线方程	(1)
1-2 终端接有负载 Z_L 的理想传输线	(4)
1-3 理想传输线端接负载时的工作状态	(6)
1-4 圆图与阻抗匹配	(13)
习题与解答	(25)
第二章 规则波导	(85)
2-1 波动方程及其解	(85)
2-2 波动方程在直角坐标系中的解——矩形波导中的场方程	(87)
2-3 波动方程在圆柱坐标系中的解——圆柱形波导中的场方程	(89)
2-4 同轴线中的主模——TEM波	(91)
2-5 传输特性	(91)
2-6 过极限(截止)波导	(93)
习题与解答	(94)
第三章 微带传输线	(120)
3-1 带状线	(120)
3-2 微带线	(122)
3-3 耦合微带线	(124)
3-4 微带线的分析与综合	(126)
习题与解答	(129)
第四章 光波导	(143)
4-1 阶跃光纤的射线分析	(143)
4-2 阶跃光纤的波动理论	(150)
4-3 弱导光纤的线极化模	(156)
4-4 阶跃光纤中的传输功率	(158)
习题与解答	(158)
第五章 微波谐振器	(163)
5-1 微波谐振器的主要工作特性参量	(163)
5-2 微波谐振器的电磁场方程式(矩形腔与圆柱形腔)	(163)
5-3 波型(模式)图	(167)
5-4 微波谐振器的设计	(168)
5-5 同轴腔	(170)

习题与解答	(172)
第六章 常用微波元件	(186)
6-1 连接元件	(186)
6-2 变换元件	(187)
6-3 分支元件	(193)
6-4 终端元件	(197)
6-5 矩形波导中的衰减器和移相器	(198)
6-6 定向耦合器	(198)
6-7 微波滤波器	(200)
6-8 场移式隔离器	(201)
6-9 Y型结环行器	(202)
6-10 电抗性元件	(203)
习题与解答	(210)
第七章 微波网络基础	(226)
7-1 波导等效为长线及不均匀性等效为网络	(226)
7-2 微波网络参量	(228)
7-3 参考面移动对散射参量的影响	(232)
7-4 二端口网络的工作特性参量	(232)
7-5 不定(待定)导纳矩阵(\hat{Y})	(233)
7-6 广义散射参量矩阵	(238)
7-7 网络连接与简化	(241)
7-8 信号流图在网络分析中的应用	(244)
7-9 对称网络的分析	(250)
习题与解答	(256)

第二部分 自 测

北京理工大学本科生微波试题一	(326)
北京理工大学本科生微波试题二	(328)
北京理工大学本科生微波试题三	(330)
北京理工大学本科生微波试题四	(332)
北京理工大学本科生微波试题五	(334)
北京理工大学硕士研究生入学考试微波试题一	(337)
北京理工大学硕士研究生入学考试微波试题二	(338)
主要参考书目	(340)

第一部分 概念、题解

第一章 传输线的基本理论

1-1 传输线方程

一、传输线及其一次（原始）参量

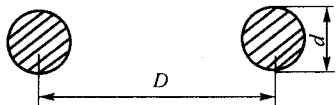
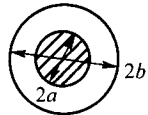
凡是用来导引电磁波的导体、介质系统均称为传输线。按其所传输的波型之不同，可将传输线分为三类，即：①TEM波或准TEM波传输线，这类传输线均为双导体系统，如平行双导线、同轴线、带状线和微带线等；②色散波传输线，传输TE、TM波，这类传输线为空腔或填充介质的金属波导管；③表面波传输线，如介质波导、镜像线等。

本章主要研究TEM波传输线，即双导体传输线。

双导体传输线亦称长线，属于分布参数电路。常用单位长度的电阻 R 、电感 L 、电导 G 和电容 C 来表征其特性；并称 R 、 L 、 G 和 C 为长线的一次参量，或原始参量。

长线的一次（原始）参量，由长线的结构形式、几何尺寸和媒质常数决定。表1-1给出了平行双导线和同轴线的一次参量。

表 1-1 双导线与同轴线的一次参量

表 达 式 参 量	平行双导线 	同轴线 
$R / (\Omega \cdot \text{m}^{-1})$	$\frac{2}{\pi d} \sqrt{\frac{\omega \mu_1}{2\sigma_1}}$	$\sqrt{\frac{f \mu_1}{4\pi\sigma_1}} \left(\frac{1}{a} + \frac{1}{b} \right)$
$L / (\text{H} \cdot \text{m}^{-1})$	$\frac{\mu}{\pi} \ln \frac{D + \sqrt{D^2 - d^2}}{d}$	$\frac{\mu}{2\pi} \ln \frac{b}{a}$
$C / (\text{F} \cdot \text{m}^{-1})$	$\frac{\pi\epsilon}{\ln \frac{D + \sqrt{D^2 - d^2}}{d}}$	$\frac{2\pi\epsilon}{\ln \frac{b}{a}}$
$G / (\text{S} \cdot \text{m}^{-1})$	$\frac{\pi\sigma}{\ln \frac{D + \sqrt{D^2 - d^2}}{d}}$	$\frac{2\pi\sigma}{\ln \frac{b}{a}}$

注： ϵ 、 μ 和 σ 分别为导体间介质的介电常数、磁导率和电导率； μ_1 和 σ_1 为导体的磁导率和电导率。

若长线的一次参量沿线分布是均匀的长线，称为均匀传输线；长线的一次参量 $R=0$ 、 $G=0$ 的长线，称为无耗传输线；无耗均匀传输线称为理想传输线。

二、长线方程及其解

(一) 长线等效电路

长线是分布参数电路，为了便于利用集总参数理论分析，取长线任意微元 dz ，可将其近似视为集总参数电路，如图 1-1 所示。整条线的等效电路，为无穷多 dz 段的等效电路级联而成（坐标 z 的原点取在始端）。

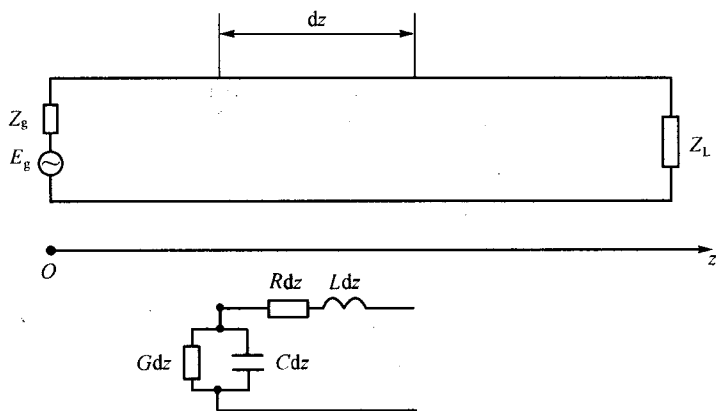


图 1-1 长线等效电路

(二) 长线方程及其解

由图 1-1 长线微元 dz 的等效电路，利用集总参数电路理论，直接得出长线方程为

$$-\frac{\partial u}{\partial z} = Ri + L \frac{\partial i}{\partial t} \quad -\frac{\partial i}{\partial z} = Gu + C \frac{\partial u}{\partial t} \quad (1-1)$$

若为简谐振荡，即

$$u(z, t) = \text{Re}[U(z)e^{j\omega t}] \quad i(z, t) = \text{Re}[I(z)e^{j\omega t}] \quad (1-2)$$

$U(z)$ 、 $I(z)$ 分别为 u 、 i 的复振幅。则式 (1-1) 变为

$$-\frac{dU}{dz} = (R + j\omega L)I = ZI \quad -\frac{dI}{dz} = (G + j\omega C)U = YU \quad (1-3)$$

式中 $Z = R + j\omega L$ $Y = G + j\omega C$

为长线单位长度的阻抗与导纳。

为了求解长线方程式 (1-3)，需将其变化为波动方程

$$\frac{d^2 U}{dz^2} - \gamma^2 U = 0 \quad \frac{d^2 I}{dz^2} - \gamma^2 I = 0 \quad (1-4)$$

其解可写为

$$U = A_1 e^{-\gamma z} + A_2 e^{\gamma z} \quad I = B_1 e^{-\gamma z} + B_2 e^{\gamma z}$$

式中 A_1 、 A_2 、 B_1 、 B_2 为积分常数。利用式 (1-3) 可得 $B_1 = \frac{A_1}{Z_c}$ 、 $B_2 = -\frac{A_2}{Z_c}$ ，故

$$U = A_1 e^{-\gamma z} + A_2 e^{\gamma z} \quad I = \frac{A_1}{Z_c} e^{-\gamma z} - \frac{A_2}{Z_c} e^{\gamma z} \quad (1-5)$$

其中 $\gamma = \sqrt{ZY} = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = \alpha + j\beta$ (1-6)
 称为传播常数, α 为衰减常数, β 为相移常数, 分别由一次参量决定

$$\alpha = \sqrt{\frac{1}{2}[(RG - \omega^2 LC) + \sqrt{(R^2 + \omega^2 L^2)(G^2 + \omega^2 C^2)}]}$$

$$\beta = \sqrt{\frac{1}{2}[(\omega^2 LC - RG) + \sqrt{(R^2 + \omega^2 L^2)(G^2 + \omega^2 C^2)}]}$$

$$Z_c = \sqrt{\frac{Z}{Y}} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}$$
(1-7)

称为长线的特性阻抗。

γ 、 Z_c 是由长线的一次参量导出的, 故亦称其为长线的二次参量, 或导出参量。

(三) 解的物理意义

由式 (1-5) 可见, 线上的电压与电流均为两项和, 可将其表示为

$$U = U^+ + U^- = A_1 e^{-\gamma z} + A_2 e^{\gamma z}$$

$$I = I^+ + I^- = \frac{A_1}{Z_c} e^{-\gamma z} - \frac{A_2}{Z_c} e^{\gamma z}$$
(1-8)

其中 $U^+ = A_1 e^{-\gamma z}$ $I^+ = \frac{A_1}{Z_c} e^{-\gamma z}$

为向 $+z$ 方向传播的行波, 称为入射波, 而

$$U^- = A_2 e^{\gamma z} \quad I^- = -\frac{A_2}{Z_c} e^{\gamma z}$$

为向 $-z$ 方向传播的行波, 称为反射波。

即长线上的电压、电流为入射电压、电流与反射电压、电流之和。入射电压、电流与反射电压、电流均为行波电压、电流。

线上的电压、电流瞬时 (简谐振荡下) 分别为

$$u(z, t) = \text{Re}[U(z)e^{j\omega t}] = A_1 e^{-\alpha z} \cos(\omega t - \beta z) + A_2 e^{\alpha z} \cos(\omega t + \beta z)$$

$$i(z, t) = \text{Re}[I(z)e^{j\omega t}] = \frac{A_1}{Z_c} e^{-\alpha z} \cos(\omega t - \beta z) - \frac{A_2}{Z_c} e^{\alpha z} \cos(\omega t + \beta z)$$
(1-9)

(四) 积分常数 A_1 、 A_2 的确定

积分常数 A_1 、 A_2 的确定, 可由终端条件 (U_L , I_L); 或始端条件 (U_0 , I_0); 或由信号源 (E_g , Z_g) 及负载 Z_L 确定。常用的是终端条件。

所谓终端条件, 即认为终端负载 Z_L 上的电压 U_L 和电流 I_L 为已知, 而 A_1 、 A_2 可用 U_L , I_L 表示。为了便于利用终端条件, 把坐标原点改定在终端, 正向为由终端指向始端, 如图 1-2 所示。为简单起见, 空间坐标仍用 z 表示。此时线上的电压、电流表示式, 只需将式(1-5)的 $+z$ 用 $-z$ 取代即可, 故有

$$U = A_1 e^{\gamma z} + A_2 e^{-\gamma z} \quad I = \frac{A_1}{Z_c} e^{\gamma z} - \frac{A_2}{Z_c} e^{-\gamma z}$$
(1-10)

当 $z=0$ (终端)时, $U = U_L$ 、 $I = I_L$, 有

$$U_L = A_1 + A_2 \quad I_L = \frac{A_1}{Z_c} - \frac{A_2}{Z_c}$$

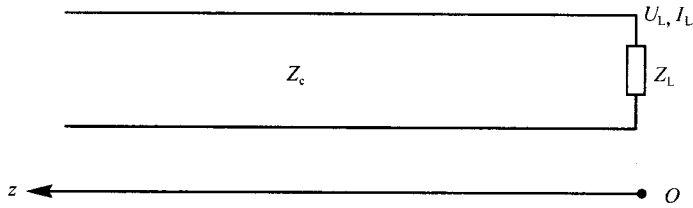


图 1-2 终端接负载长线

由此可得
$$A_1 = \frac{U_L + Z_c I_L}{2}, A_2 = \frac{U_L - Z_c I_L}{2} \quad (1-11)$$

且 $U_L/I_L = Z_L$ 。将式 (1-11) 代入式 (1-10) 中, 得到线上电压、电流表示式为

$$U = \frac{U_L + Z_c I_L}{2} e^{\gamma z} + \frac{U_L - Z_c I_L}{2} e^{-\gamma z} = U_L \text{ch}(\gamma z) + Z_c I_L \text{sh}(\gamma z) \quad (1-12a)$$

$$I = \frac{U_L + Z_c I_L}{2Z_c} e^{\gamma z} - \frac{U_L - Z_c I_L}{2Z_c} e^{-\gamma z} = \frac{U_L}{Z_c} \text{sh}(\gamma z) + I_L \text{ch}(\gamma z)$$

即

$$\begin{bmatrix} U \\ I \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{ch}(\gamma z) & Z_c \text{sh}(\gamma z) \\ \frac{\text{sh}(\gamma z)}{Z_c} & \text{ch}(\gamma z) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_L \\ I_L \end{bmatrix} \quad (1-12b)$$

1-2 终端接有负载 Z_L 的理想传输线

对于理想传输线, 其一次参量 $R=0, G=0$, 而二次参量 $\gamma=j\beta, \alpha=0, \beta=\omega \sqrt{LC}, Z_c=\sqrt{L/C}$ 为纯电阻。

一、理想传输线上的电压、电流表示式

由式 (1-12), 当 $\gamma=j\beta$ 时, $\text{ch}(\gamma z) = \text{ch}(j\beta z) = \cos(\beta z)$, $\text{sh}(\gamma z) = \text{sh}(j\beta z) = j\sin(\beta z)$, 故有

$$U = \frac{U_L + Z_c I_L}{2} e^{j\beta z} + \frac{U_L - Z_c I_L}{2} e^{-j\beta z} = U_L \cos(\beta z) + jZ_c I_L \sin(\beta z) \quad (1-13a)$$

$$I = \frac{U_L + Z_c I_L}{2Z_c} e^{j\beta z} - \frac{U_L - Z_c I_L}{2Z_c} e^{-j\beta z} = j \frac{U_L}{Z_c} \sin(\beta z) + I_L \cos(\beta z)$$

即
$$\begin{bmatrix} U \\ I \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\beta z) & jZ_c \sin(\beta z) \\ j \frac{\sin(\beta z)}{Z_c} & \cos(\beta z) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_L \\ I_L \end{bmatrix} \quad (1-13b)$$

电压、电流瞬时值为

$$u(z, t) = \frac{U_L + Z_c I_L}{2} \cos(\omega t + \beta z) + \frac{U_L - Z_c I_L}{2} \cos(\omega t - \beta z) \quad (1-14)$$

$$i(z, t) = \frac{U_L + Z_c I_L}{2Z_c} \cos(\omega t + \beta z) - \frac{U_L - Z_c I_L}{2Z_c} \cos(\omega t - \beta z)$$

二、反射系数、驻波比与阻抗

(一) 反射系数

电压反身系数 $\Gamma_u(z)$

$$\Gamma_u(z) = \frac{U^-(z)}{U^+(z)} = \frac{U_L - Z_c I_L}{U_L + Z_c I_L} e^{-j2\beta z} = \frac{Z_L - Z_c}{Z_L + Z_c} e^{-j2\beta z} \quad (1-15)$$

电流反射系数 $\Gamma_i(z)$

$$\Gamma_i(z) = \frac{I^-(z)}{I^+(z)} = \frac{-(U_L - Z_c I_L)}{U_L + Z_c I_L} e^{-j2\beta z} = \frac{-(Z_L - Z_c)}{Z_L + Z_c} e^{-j2\beta z} \quad (1-16)$$

由于 $\Gamma_i(z) = -\Gamma_u(z)$, 故如不加指明的话, 所谓的反射系数, 均指电压反射系数, 并简记为 $\Gamma(z)$ 。

终端反射系数 $\Gamma(0)$ 。在 $z=0$ 处, 即为终端反射系数, 为

$$\Gamma(0) = \frac{Z_L - Z_c}{Z_L + Z_c} = |\Gamma(0)| e^{j\varphi_{r_0}} \quad (1-17)$$

$$|\Gamma(0)| = \left| \frac{Z_L - Z_c}{Z_L + Z_c} \right| \text{ 为终端反射系数的模}$$

$$\varphi_{r_0} = \arg \left(\frac{Z_L - Z_c}{Z_L + Z_c} \right) \text{ 为终端反射系数相角}$$

因此, 理想线上任一点的反射系数, 可用终端反射系数表示, 即

$$\Gamma(z) = \Gamma(0) e^{-j2\beta z} = |\Gamma(0)| e^{-j(2\beta z - \varphi_{r_0})} \quad (1-18)$$

(二) 驻波比 S

定义了电压反射系数之后, 线上的电压电流可表示为

$$U(z) = U^+(z) + U^-(z) = [1 + \Gamma(z)] U^+(z) \quad (1-19)$$

$$I(z) = I^+(z) + I^-(z) = [1 - \Gamma(z)] I^+(z)$$

即线上电压、电流为入射电压、电流与反射电压、电流之和。当电压入射波与反射同相时, 将形成最大电压值 $|U|_{\max} = |U^+(z)| [1 + |\Gamma(z)|]$, 和最小值电流 $|I|_{\min} = |I^+(z)| [1 - |\Gamma(z)|]$; 反相时形成最小值, 电压 $|U|_{\min} = |U^+(z)| [1 - |\Gamma(z)|]$, 和最大值电流 $|I|_{\max} = |I^+(z)| [1 + |\Gamma(z)|]$ 。

所谓驻波比, 系指

$$S = \frac{|U|_{\max}}{|U|_{\min}} = \frac{|I|_{\max}}{|I|_{\min}} = \frac{1 + |\Gamma(z)|}{1 - |\Gamma(z)|} \quad (1-20)$$

且有
$$|\Gamma(z)| = \frac{S-1}{S+1} \quad (1-21)$$

驻波比的倒数, 称为行波系数 K

$$K = \frac{1}{S} = \frac{1 - |\Gamma(z)|}{1 + |\Gamma(z)|} \quad (1-22)$$

(三) 传输线阻抗 $Z(z)$

传输线任意截面处的电压与电流的比称为传输线阻抗 $Z(z)$ 。由式 (1-19) 和式 (1-15)

有

$$Z(z) = \frac{U(z)}{I(z)} = \frac{U^+(z)[1 + \Gamma(z)]}{I^+(z)[1 - \Gamma(z)]} = Z_c \frac{1 + \Gamma(z)}{1 - \Gamma(z)} = Z_c \frac{Z_L + jZ_c \tan \beta z}{Z_c + jZ_L \tan \beta z} \quad (1-23)$$

其中 $Z_c = \frac{U^+(z)}{I^+(z)}$ 为传输线特性阻抗。

传输线输入端的阻抗，称为输入阻抗，用 Z_{in} 表示，即

$$Z_{in} = \frac{U(l)}{I(l)} = Z_c \frac{1 + \Gamma_{in}}{1 - \Gamma_{in}} = Z_c \frac{Z_L + jZ_c \tan \beta l}{Z_c + jZ_L \tan \beta l} \quad (1-24)$$

式中 Γ_{in} 为输入端反射系数

$$\Gamma_{in} = \Gamma(l) = |\Gamma(0)| e^{-j(2\beta l - \varphi_{r_0})} \quad (1-25)$$

1-3 理想传输端接负载时的工作状态

理想传输线终端接不同负载时，其工作状态可分为三类，即

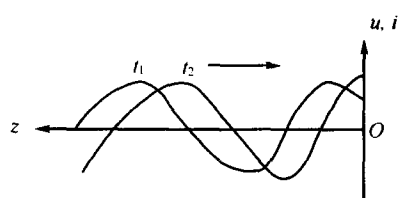
行波状态 $Z_L = Z_c$

$$\text{驻波状态} \begin{cases} Z_L = 0 & (\text{短路}) \\ Z_L = \infty & (\text{开路}) \\ Z_L = jX_L & (\text{纯电抗}) \end{cases}$$

行驻波状态 $Z_L = R_L + jX_L$ (含 $Z_L = R_L$ ，但 $R_L \neq Z_c$)。

现将这三种状态的特点，归纳于表 1-2、表 1-3、表 1-4，详细的分析请查阅有关书籍。

表 1-2 行波工作状态的特点

反射系数	终端反射系数 $\Gamma(0) = 0$ 线上任一点反射系数 $\Gamma(z) = 0$	驻波比 $S = 1$
电压、电流	表示式	图形
瞬时值	$u(z, t) = U^+(0) \cos[\omega t + \beta z + \varphi(0)]$ $i(z, t) = \frac{ U^+(0) }{Z_c} \cos[\omega t + \beta z + \varphi(0)]$	 <p>向负 z 方向传播</p>

续表

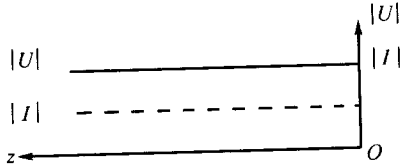
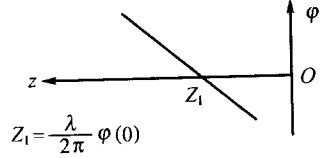
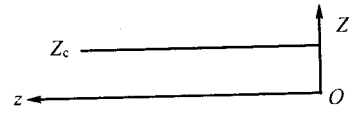
<p>反射系数</p>	<p>终端反射系数 $\Gamma(0)=0$ 线上任一点反射系数 $\Gamma(z)=0$</p>	<p>驻波比 $S=1$</p>
<p>电压、电流</p>	<p>表示式</p>	<p>图形</p>
<p>复振幅</p>	<p> $U(z) = U^+(0) e^{j[\beta z + \varphi(0)]}$ $I(z) = \frac{ U^+(0) }{Z_c} e^{j[\beta z + \varphi(0)]}$ </p> <p>$U^+(0)$为终端入射波电压, $U^+(0)$为其模, $\varphi(0)$为其相角。</p>	
<p>相位特性</p>	<p> $\varphi(z) = \beta z + \varphi(0)$ $\varphi(0)$初始相位 </p>	 <p>$Z_1 = \frac{\lambda}{2\pi} \varphi(0)$</p>
<p>阻抗特性</p>	<p> $Z(z) = Z_c$ </p> <p>沿线阻抗不变化</p>	

表 1-3 驻波工作状态的特点

特性状态	短路 ($Z_L=0$)	开路 ($Z_L=\infty$)	纯电抗 ($Z_L=jX_L$)
反射系数	$ \Gamma(0) =1$ $\varphi_{\Gamma_0}=\pi$ $\Gamma(z)=e^{-j(2\beta z-\pi)}$	$ \Gamma(0) =1$ $\varphi_{\Gamma_0}=0$ $\Gamma(z)=e^{-j\beta z}$	$ \Gamma(0) =1$ $\varphi_{\Gamma_0}=\arctan \frac{2Z_c X_L}{X_L^2 - Z_c^2}$ $\Gamma(z)=e^{-j(2\beta z - \varphi_{\Gamma_0})}$
驻波比	$S=\infty$	$S=\infty$	$S=\infty$
电压、电流瞬时值表示式	$u(z,t)=2 U^+(0) \sin\beta z\cos[\omega t + \frac{\pi}{2} + \varphi(0)]$ $i(z,t)=2 I^+(0) \cos\beta z\cos[\omega t + \varphi(0)]$	$u(z,t)=2 U^+(0) \cos\beta z\cos[\omega t + \varphi(0)]$ $i(z,t)=2 I^+(0) \sin\beta z\cos[\omega t + \frac{\pi}{2} + \varphi(0)]$	$u(z,t)=2 U^+(0) \cos(\beta z - \frac{\varphi_{\Gamma_0}}{2})\cos(\omega t + \frac{\varphi_{\Gamma_0}}{2})$ $i(z,t)=2 I^+(0) \sin(\beta z - \frac{\varphi_{\Gamma_0}}{2})\cos(\omega t + \frac{\varphi_{\Gamma_0}}{2} + \frac{\pi}{2})$

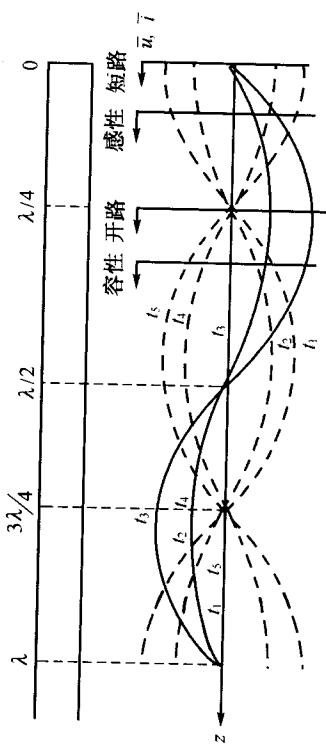
驻波状态下，三种负载所形成的瞬时电压、电流图形基本一样，只是终端不同，图上用 \bar{u} 表示。电压、电流坐标为 $\bar{u}=u(z,t)/2|U^+(0)|$, $\bar{i}=i(z,t)/2|I^+(0)|$ 。为简单计，令 $\varphi(0)=0$ 。现以短路 ($Z_L=0$) 为例说明其形成：

$t_1=0, \bar{u}(z,t)=0, \bar{i}=(z,t)=\cos\beta z$ 余弦分布

$$t_2 = \frac{T}{8} \begin{cases} \bar{u}(z,t) = -\frac{1}{\sqrt{2}}\sin\beta z \\ \bar{i}(z,t) = \frac{1}{\sqrt{2}}\cos\beta z \end{cases} \quad t_3 = \frac{T}{4} \begin{cases} \bar{u}(z,t) = -\sin\beta z \\ \bar{i}(z,t) = 0 \end{cases}$$

$$t_4 = \frac{3T}{8} \begin{cases} \bar{u}(z,t) = -\frac{1}{\sqrt{2}}\sin\beta z \\ \bar{i}(z,t) = -\frac{1}{\sqrt{2}}\cos\beta z \end{cases} \quad t_5 = \frac{T}{2} \begin{cases} \bar{u}(z,t) = 0 \\ \bar{i}(z,t) = -\cos\beta z \end{cases}$$

瞬时图形的特点：在某一瞬时沿线电压(或电流)全为零
 $t = \frac{5T}{8}$ 与 t_4 相同 $t = \frac{6T}{8}$ 与 t_3 相同, $t = \frac{7T}{8}$ 与 t_2 相同, $t = T$ 与 t_1 相同



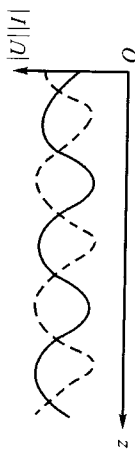
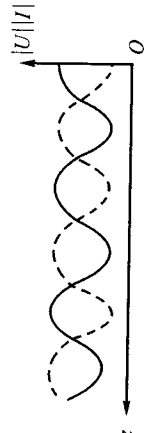
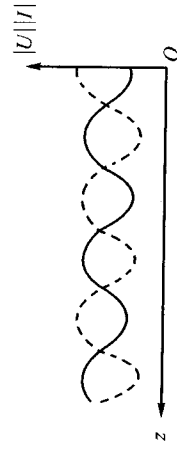
瞬时图形的特点：在某一瞬时沿线电压(或电流)全为零

续表

特性状态	短路 ($Z_L = 0$)	开路 ($Z_L = \infty$)	纯电抗 ($Z_L = jX_L$)
电压、电流复振幅表示式	$U(z) = 2jU^+(0) \sin \beta z$ $I(z) = 2I^+(0) \cos \beta z$	$U(z) = 2U^+(0) \cos \beta z$ $I(z) = 2jI^+(0) \sin \beta z$	$U(z) = 2U^+(0) \cos \left(\beta z - \frac{\varphi_{r_0}}{2} \right) e^{j\frac{\varphi_{r_0}}{2}}$ $I(z) = 2jI^+(0) \sin \left(\beta z - \frac{\varphi_{r_0}}{2} \right) e^{j\left(\frac{\varphi_{r_0}}{2} + \frac{\pi}{2} \right)}$
电压、电流复振幅图形		<p>三种负载电压、电流复振幅图形基本相同,只是终端不同,图上用 \uparrow 表示。其中 $\bar{U} = U/2U^+(0) , \bar{I} = I/2I^+(0)$。其分布特点简述于下:</p> <ol style="list-style-type: none"> 1. 短路: 电压按 $\sin \beta z$ 变化, 电流按 $\cos \beta z$ 变化; 终端电压为零, 电流最大。 开路: 电压按 $\cos \beta z$ 变化, 电流按 $\sin \beta z$ 变化; 终端电流为零, 电压最大。 <p>纯电抗: 电压、电流按正弦变化, 只是终端电压、电流不为零或最大。</p> <ol style="list-style-type: none"> 2. $U _{\max} = 2 U^+(0) , I _{\max} = 2 I^+(0) , U _{\min} = 0, I _{\min} = 0$。 3. 相邻最大值间、最小值间为 $\lambda/2$, 相邻最大值与最小值间为 $\lambda/4$; 具有 $\lambda/2$ 重复, $\lambda/4$ 变换特性。 4. 距终端第一电压最大值距离 $z = \frac{\lambda}{4\pi}\varphi_{r_0}$, 第一个电压最小点距离 $z = \frac{\lambda}{4\pi}\varphi_{r_0} \pm \lambda/4$。 	$\varphi_0 = \varphi(0) + \arctan \frac{\sin \beta z - \sin(\beta z - \varphi_{r_0})}{\cos \beta z + \cos(\beta z - \varphi_{r_0})} = \varphi(0) + \frac{\varphi_{r_0}}{2}$ $\varphi_1 = \varphi(0) + \arctan \frac{\sin \beta z + \sin(\beta z - \varphi_{r_0})}{\cos \beta z - \cos(\beta z - \varphi_{r_0})} = \varphi(0) + \frac{\varphi_{r_0}}{2} + \frac{\pi}{2}$
相位特性	起始相位 $\varphi_0 = \frac{\pi}{2}$ $\varphi_1 = 0$	起始相位 $\varphi_0 = 0$ $\varphi_1 = \frac{\pi}{2}$	

特性状态	短路 ($Z_L = 0$)	开路 ($Z_L = \infty$)	纯电抗 ($Z_L = jX_L$)
相位特性		<p>特点: 1. 相邻节点间相位不变, 节点两旁相位反相(差 π)</p> <p>2. 电压、电流相位相差 $\frac{\pi}{2}$</p> <p>短路 $I(z) = -j \frac{U(z)}{Z_c} \cot \beta z$ $\left\{ \begin{array}{l} \cot \beta z > 0 \text{ 电压超前电流 } \pi/2 \\ \cot \beta z < 0 \text{ 电流超前电压 } \pi/2 \end{array} \right.$</p> <p>开路 $I(z) = j \frac{U(z)}{Z_c} \tan \beta z$ $\left\{ \begin{array}{l} \tan \beta z > 0 \text{ 电流超前电压 } \pi/2 \\ \tan \beta z < 0 \text{ 电压超前电流 } \pi/2 \end{array} \right.$</p> <p>纯电抗 $Z(z) = j \frac{U(z)}{Z_c} \cot(\beta z - \frac{\varphi_{r_0}}{2})$ $\left\{ \begin{array}{l} \cot(\beta z - \frac{\varphi_{r_0}}{2}) > 0 \text{ 电流超前电压 } \frac{\pi}{2} \\ \cot(\beta z - \frac{\varphi_{r_0}}{2}) < 0 \text{ 电压超前电流 } \frac{\pi}{2} \end{array} \right.$</p> <p>3. $0 < \varphi_{r_0} < \pi$ 为感性负载; $\pi < \varphi_{r_0} < 2\pi$ 为容性负载</p>	
阻抗特性	$Z(z) = jZ_c \tan \beta z$ $z(z) = j \tan \beta z$	$Z(z) = -jZ_c \cot \beta z$ $z(z) = -j \cot \beta z$	$Z(z) = -jZ_c \cot(\beta z - \frac{\varphi_{r_0}}{2})$ $z(z) = -j \cot(\beta z - \frac{\varphi_{r_0}}{2})$
阻抗特性		<p>特点: 1. 沿线各处 (z) 的阻抗均为纯电抗;</p> <p>2. 短路 ($Z_L = 0$) 时: $z = n \frac{\lambda}{2}$ 处 $z(z) = 0$ 相当串联谐振电路, $z = n \frac{\lambda}{4} + n \frac{\lambda}{2}$ 处 $z(z) = \infty$ 相当并联谐振电路, $0 < z < \lambda/4$ 相当电感; $\lambda/4 < z < \lambda/2$ 相当电容;</p> <p>开路 ($Z_L = \infty$) 时: $z = n \frac{\lambda}{2}$ 处 $z(z) = \infty$ 相当并联谐振电路, $z = n \frac{\lambda}{4} + n \frac{\lambda}{2}$ 处 $z(z) = 0$ 相当串联谐振电路, $0 < z < \lambda/4$ 相当电容; $\lambda/4 < z < \lambda/2$ 相当电感;</p> <p>3. 具有 $\lambda/2$ 重复性, $\lambda/4$ 变换性;</p> <p>4. $z(z) = \frac{Z(z)}{Z_c}$ 为归一化阻抗</p>	

表 1-4 行驻波工作状态的特点

负载特性	复阻抗 $Z_L = R_L + jX_L$	$Z_L = R_L (R_L > Z_c)$	$Z_L = R_L (R_L < Z_c)$
反射系数	$ \Gamma(0) = \sqrt{\frac{(R_L - Z_c)^2 - X_L^2}{(R_L + Z_c)^2 + X_L^2}}$ $\varphi_{\Gamma_0} = \arctan \frac{2Z_c X_L}{R_L^2 + X_L^2 - Z_c^2}$ $\Gamma(z) = \Gamma(0) e^{-j(2\beta z - \varphi_{\Gamma_0})}$	$ \Gamma(0) = \frac{R_L - Z_c}{R_L + Z_c} \quad \varphi_{\Gamma_0} = 0$ $\Gamma(z) = \Gamma(0) e^{-jz\beta}$	$ \Gamma(0) = \frac{Z_c - R_L}{Z_c + R_L} \quad \varphi_{\Gamma_0} = \pi$ $\Gamma(z) = \Gamma(0) e^{-j(2\beta z - \pi)}$
驻波比	$1 < S = \frac{1 + \Gamma(0) }{1 - \Gamma(0) } < \infty$	$\frac{R_L}{Z_c}$	$\frac{Z_c}{R_L}$
电压、电流瞬时值表示式	$u(z, t) = U^+(0) \sqrt{1 + \Gamma(0) ^2 + 2 \Gamma(0) \cos(2\beta z - \varphi_{\Gamma_0})} \cdot \cos \left[\omega t + \arctan \frac{\sin \beta z - \Gamma(0) \sin(\beta z - \varphi_{\Gamma_0})}{\cos \beta z + \Gamma(0) \cos(\beta z - \varphi_{\Gamma_0})} + \varphi(0) \right]$ $i(z, t) = I^+(0) \sqrt{1 + \Gamma(0) ^2 - 2 \Gamma(0) \cos(2\beta z - \varphi_{\Gamma_0})} \cdot \cos \left[\omega t + \arctan \frac{\sin \beta z + \Gamma(0) \sin(\beta z - \varphi_{\Gamma_0})}{\cos \beta z - \Gamma(0) \cos(\beta z - \varphi_{\Gamma_0})} + \varphi(0) \right]$	$u(z, t) = U^+(0) \sqrt{1 + \Gamma(0) ^2 + 2 \Gamma(0) \cos 2\beta z} \cdot \cos \left[\omega t + \arctan \frac{\sin \beta z - \Gamma(0) \sin \beta z}{\cos \beta z + \Gamma(0) \cos \beta z} + \varphi(0) \right]$ $i(z, t) = I^+(0) \sqrt{1 + \Gamma(0) ^2 - 2 \Gamma(0) \cos 2\beta z} \cdot \cos \left[\omega t + \arctan \frac{\sin \beta z - \Gamma(0) \sin \beta z}{\cos \beta z + \Gamma(0) \cos \beta z} + \varphi(0) \right]$	$u(z, t) = U^+(0) \sqrt{1 + \Gamma(0) ^2 - 2 \Gamma(0) \cos 2\beta z} \cdot \cos \left[\omega t + \arctan \frac{\sin \beta z + \Gamma(0) \sin \beta z}{\cos \beta z - \Gamma(0) \cos \beta z} + \varphi(0) \right]$ $i(z, t) = I^+(0) \sqrt{1 + \Gamma(0) ^2 + 2 \Gamma(0) \cos 2\beta z} \cdot \cos \left[\omega t + \arctan \frac{\sin \beta z - \Gamma(0) \sin \beta z}{\cos \beta z + \Gamma(0) \cos \beta z} + \varphi(0) \right]$
电压、电流复振幅表示式	$ U(z) = \sqrt{1 + \Gamma(0) ^2 + 2 \Gamma(0) \cos(2\beta z - \varphi_{\Gamma_0})}$ $ I(z) = \sqrt{1 + \Gamma(0) ^2 - 2 \Gamma(0) \cos(2\beta z - \varphi_{\Gamma_0})}$	$ U(z) = U^+(0) \sqrt{1 + \Gamma(0) ^2 + 2 \Gamma(0) \cos 2\beta z}$ $ I(z) = I^+(0) \sqrt{1 + \Gamma(0) ^2 - 2 \Gamma(0) \cos 2\beta z}$	$ U(z) = U^+(0) \sqrt{1 + \Gamma(0) ^2 - 2 \Gamma(0) \cos 2\beta z}$ $ I(z) = I^+(0) \sqrt{1 + \Gamma(0) ^2 + 2 \Gamma(0) \cos 2\beta z}$
	 <p>特点: 不为正弦分布; $U _{\max} \neq 2 U^+(0)$, $U _{\min} \neq 0$, $I _{\max} \neq 2 I^+(0)$, $I _{\min} \neq 0$; 终端不为最大最小; 具有 $\lambda/2$ 重复性, $\lambda/4$ 变换性</p>	 <p>类似于开路</p>	 <p>类似于短路</p>